第 35 卷　第 3 期
2015 年 3 月

北 京 理 工 大 学 学 报
Transactions of Beijing Institute of Technology

Vol. 35　No. 3
Mar. 2015

毫米波星载多频段多极化共馈天线系统

王宏建[1]，郝齐焱[1,2]，刘世华[1,2]，易敏[1]，陈雪[1]，刘广[1]，赵鑫[1]

(1. 中国科学院 空间科学与应用研究中心，微波遥感技术重点实验室，北京　100190；
2. 中国科学院大学，北京　100049)

摘　要：天线工作频率为 18.7，23.8 GHz 和 37.0 GHz，采用环加载波纹喇叭使工作带宽达到 2 倍，新型结构的超宽带正交模耦合器实现双极化信号的提取，微波多工器完成 3 个频段信号的有效分离. 18.7 GHz 信号交叉极化电平和副瓣电平分别为－32.6，－21.0 dB，23.8 GHz 信号交叉极化电平和副瓣电平分别为－31.6，－30.0 dB，37.0 GHz 信号交叉极化电平和副瓣电平分别为－25.0，－30.0 dB. 仿真结果表明馈源系统适合星载天线设计，馈源结构更加紧凑，实能现对同一目标的多频率复用观测.

关键词：天线；环加载波纹喇叭；正交模耦合器；微波多工器；交叉极化

中图分类号：TN 828.5　　**文献标志码**：A　　**文章编号**：1001-0645(2015)03-0290-05

DOI：10.15918/j.tbit1001-0645.2015.03.014

Research on Millimeter Wave Space-Borne Antenna with Multiple Frequency and Dual Polarizations

WANG Hong-jian[1]，HAO Qi-yan[1,2]，LIU Shi-hua[1,2]，
YI Min[1]，CHEN Xue[1]，LIU Guang[1]，ZHAO Xin[1]

(1. Key Laboratory of Microwave Remote Sensing，National Space Science Center，Chinese Academy of Sciences，Beijing 100190，China；2. University of Chinese Academy of Sciences，Beijing 100049，China)

Abstract：Millimeter-wave space-borne antennas with multi-band and multi-polarization have many advances such as high gain，low side-lobe，high beam efficiency and low loss. The operating frequency of the antenna includes 18.7，23.8 and 37.0 GHz. The use of common feed system has significance for saving volume and enhancing structure stiffness. And the ring-loaded corrugated conical horn can cover octave bandwidth. The orthomode transducer(OMT) with new turnstile junction and frequency divider was employed to separate dual polarizations signals and then divide different frequencies into their own receivers，respectively. The cross polarization levels are －32.6，－31.6 and －25.0 dB in 18.7，23.8 and 37.0 GHz，respectively. The side lobe levels are －21，－30 and －30 dB. Due to compact structure and multiple observations for one target，the simulation result demonstrates the design of feed system is suitable to space-borne antennas.

Key words：antenna；ring-loaded corrugated horn；orthomode transducer (OMT)；multiplexer；cross polar

微波遥感的突出优点是具全天候工作能力，不受云、雨、雾的影响，并能透过植被、冰雪和干沙土，以获得近地表面以下的信息，具有可见光和红外遥感所不能提供的许多信息. 辐射计天线接受各种目

收稿日期：2012-12-27
作者简介：王宏建(1969—)，男，博士，研究员，E-mail：wanghongjian@mirslab.cn.

标的微波辐射能量. 海洋二号(HY-2)星载辐射计天线采用共用抛物面天线、分置馈源的馈电网络结构[1],但分置馈电网络结构复杂笨重,带来主方向图的偏移. 本文共馈电网络结构的天线能够实现对同一目标的多频率复用观测、精简网络结构. 天线馈网络包括馈源辐射器、正交模耦合器(orthomode transducer,简称 OMT)和多工器,馈电网络采用先极化分离,再频率分离的方案. 天线工作频率为 18.7,23.8,37.0 GHz,设计理念也可以作为通用馈电网络结构用于其他星载任务.

1　共馈源辐射器

波纹喇叭具有低副瓣电平、交叉极化小、相位特性良好的性能[2],广泛应用于馈源辐射器. 星载卫星工作频段由单频段扩展到多频段,要求馈源能在双频段甚至多频段工作. 传统波纹喇叭带宽比约 1.5∶1.0,天线工作频段从 18.7～37.0 GHz,故选择环加载形式的波纹喇叭,达双倍频工作要求.

环加载波纹喇叭由 4 部分组成:输入锥削段(AB 段)、模变换器段(BC 段)、变角段(CD 段)、辐射段(DE 段),如图 1 所示.

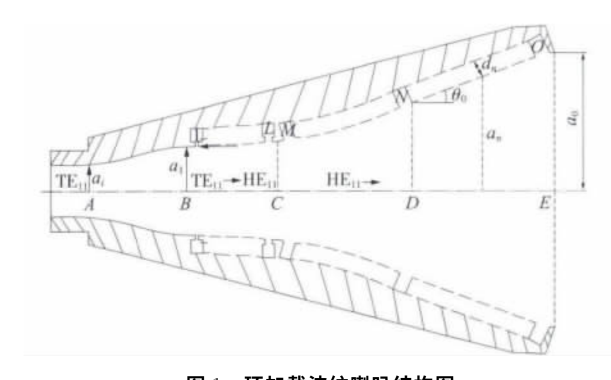


图 1　环加载波纹喇叭结构图
Fig. 1　The profile of ring-loaded corrugated horn

环加载波纹喇叭设计原则主要包括:选择宽频带等效口面相差、设计转换器和过渡段以及输出张口辐射段槽深的选择[3].

2　正交模耦合器

文章提出并分析十字转门结构为核心的新型正交模耦合器,有效工作带宽接近双倍频.

2.1　原理与结构设计

信号从波纹喇叭馈入正交模耦合器,圆波导为输入端口;2 个输出端口(BJ220)连接至多工器[4].

输入的正交极化波进入圆波导,由位于中心的匹配台分离正交信号,进入到两路对称的 E 面弯曲波导,最后经两路 Y 型连接器分别合成,从而实现两路正交信号的分别输出.

2.1.1　十字转门设计

十字转门主要是由圆波导、4 路矩形波导出口和位于中心的圆柱匹配台阶组成,匹配台阶是正交模耦合器设计关键,四或五阶的圆柱匹配台能有效扩展工作带宽. 结构如图 2 所示.

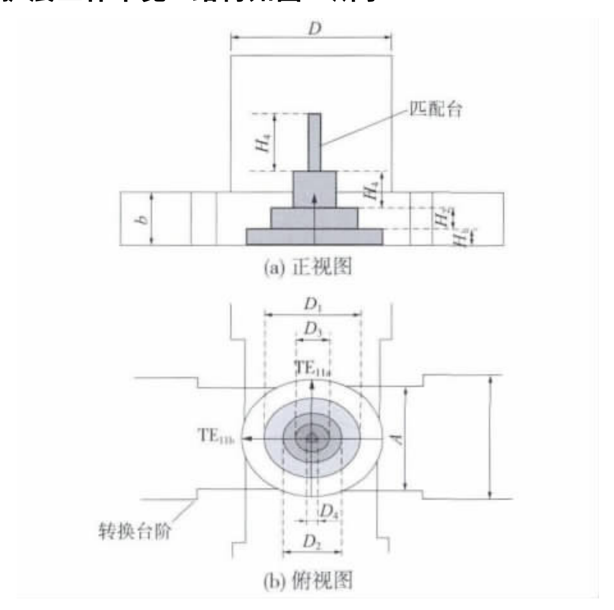


图 2　十字转门
Fig. 2　Sketch and dimensions

2.1.2　Y 型连接器设计

Y 型连接器作用是把由十字转门分出来的 2 路信号合成 1 路,由弯曲波导和阶梯过渡波导段组成. 弯曲波导面尺寸与 4 路矩形波导尺寸一致,弧度 180°. 经两路 E 面弯波导合成的矩形波导,再由阶梯波导过渡到矩形标准波导.

3　微波多工器

该多工器的主要功能是把 18.7,23.8 GHz 和 37.0 GHz 信号分开. 37.0 GHz 信号在主信道传输,另外 2 个频率的信号经主信道波导宽面耦合,主信道由波导段与过渡波导段组成[5]. 多工器原理框架如图 3 所示.

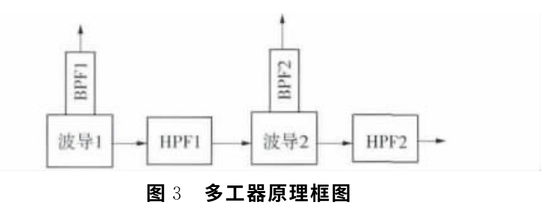


图 3　多工器原理框图
Fig. 3　Multiplexer block diagram

主通道的高通滤波器(HPF1,HPF2)采用的是宽边尺寸变化的形式.带通滤波器和高通滤波器的组合有效分离工作频率信号.带通滤波器分别为中心频率为18.7和23.8 GHz的波纹切比雪夫滤波器,高通滤波器的截至频率分别为21 GHz与26 GHz.

3.1 带通滤波器设计原理

采用电感膜片耦合方式的带通滤波器,电感膜片滤波器是以约为半波导波长的波导段作为串联谐振器,以电感膜片形成的并联电感作为谐振器间的耦合结构,结构坚固,性能稳定[6].

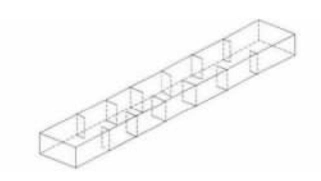


图4 H膜片滤波器结构图
Fig. 4 Profile of iris filter

集总元件的低通滤波器原型是现代设计微波滤波器的基础.采用的传输函数的不同,低通滤波器中原型电路中元件值也不相同,应用网络综合的方法得到元件值.

电感膜片的等效电路如图5所示.

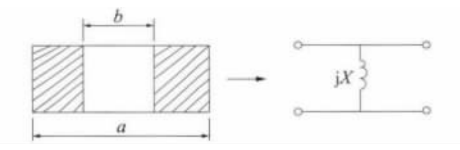


图5 电感膜片等效电路图
Fig. 5 Equivalent circuit diagram of inductive diaphragm

归一化阻抗[7]为

$$\frac{X}{Z_0}=\frac{a}{\lambda_g}\tan\left(\frac{\pi d}{2a}\right)\left[1+\frac{1}{6}\left(\frac{\pi d}{\lambda}\right)^2\right]. \quad (1)$$

半波长串联谐振器的电抗斜率参数为

$$\Psi_i=\frac{\pi}{2}Z_0\left(\frac{\lambda_{g0}}{\lambda_0}\right)^2. \quad (2)$$

得此滤波器的阻抗变换公式

$$\begin{cases}\dfrac{K_{01}}{Z_0}=\sqrt{\dfrac{\pi\bar{\omega}_\lambda}{2g_0g_1\omega_1'}},\\ \dfrac{K_{j,j+1}}{Z_0}\Big|_{j=1\sim n-1}=\dfrac{\pi\bar{\omega}_\lambda}{2\omega_1'}\dfrac{1}{\sqrt{g_jg_{j+1}}},\\ \dfrac{K_{n,n+1}}{Z_0}=\sqrt{\dfrac{\pi\bar{\omega}_\lambda}{2g_ng_{n+1}\omega_1'}}.\end{cases} \quad (3)$$

式中:$g_0,g_1,\cdots,g_n$为低通原型的元件值;ω_1'为通带边缘的角频率;$K_{n,n+1}$为阻抗倒置变换器参数;Z_0为波阻抗.

膜片的并联感抗与谐振器的电长度为

$$\begin{cases}\dfrac{X_{j,j+1}}{Z_0}=\dfrac{K_{j,j+1}/Z_0}{1-(K_{j,j+1}/Z_0)^2}\\ \theta_j=\pi-\dfrac{1}{2}\left[\tan^{-1}\left(\dfrac{2X_{j-1,j}}{Z_0}\right)+\tan^{-1}\left(\dfrac{2X_{j,j+1}}{Z_0}\right)\right]\end{cases}. \quad (4)$$

谐振器的长度为

$$l_i=\lambda_{g0}\theta_j. \quad (5)$$

中心频率为18.7 GHz和23.8 GHz带通滤波器为等波纹切比雪夫滤波器,阶数分别是5和6.

3.2 波导高通滤波器

波导高通滤波器是利用矩形波导本身低频截止,高频无耗传输的特性,按照阻抗匹配的原理[8],通过改变各波导段的阻抗值,通常改变波导的宽边尺寸,设计出符合指标的高通滤波器.图6为典型的阻抗匹配电路图.利用二端口的网络理论,得出总的转移矩阵A,则可以求出输入端的参数.

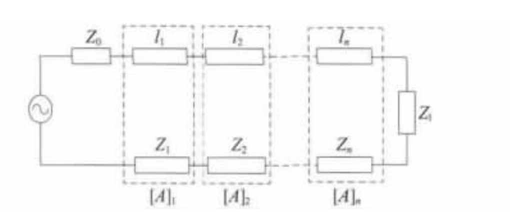


图6 阻抗匹配电路
Fig. 6 Impedance matching circuit

通过微波网络综合的方法可以得到各节初始阻抗值Z_i,根据1/4阻抗变换器的设计原理,可以算出各节变换段的电尺寸长度

$$\beta l=\pi/4. \quad (6)$$

高通滤波器宽边尺寸渐变,窄边尺寸不变,结构中心对称,见图7所示.

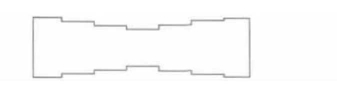


图7 高通滤波器结构图
Fig. 7 The profile of high-pass filter

高通滤波器1和2的作用是分别把18.7 GHz和23.8 GHz的信号反射到主通道内,经宽边波导耦合至中心频率18.7 GHz和23.8 GHz的带通滤波器内,截至频率分别为21.0 GHz与26.0 GHz.

3.3 多工器整体模型

满足的带通滤波器和高通滤波器设计完成后,根据多工器原理框图和所设计的高通滤波器、带通滤波器,建立微波多工器的模型,如图8所示.

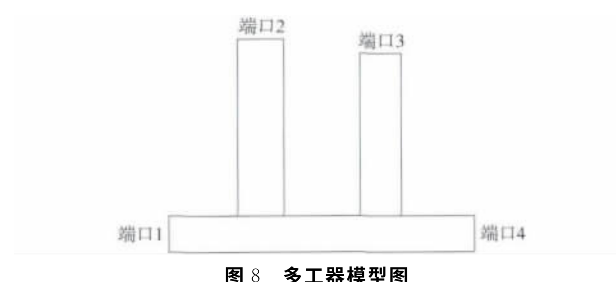


图 8　多工器模型图
Fig. 8　The profile of multiplexer

4　馈电网络仿真

根据先极化分离、再频率分离的系统方案依次组合环加载波纹喇叭、正交模耦合器和多工器. 经 HFSS 计算优化,18. 7,23. 8 GHz 和 37. 0 GHz 工作频率的方向图和垂直正交信号频率段的驻波比示意图如图 9 所示.

(a) 18.7 GHz信号辐射方向图　(b) 23.8 GHz信号辐射方向图　(c) 37.0 GHz信号辐射方向图
(d) 18.7 GHz信号水平端　(e) 18.7 GHz垂直端驻波比　(f) 23.8 GHz信号水平端　(g) 23.8 GHz垂直端驻波比
(h) 37.0 GHz信号水平端　(i) 37.0 GHz垂直端驻波比

图 9　18. 7,23. 8,37. 0 GHz 信号天线辐射方向图及 VSWR
Fig. 9　Antenna patterns and VSWR at 18. 7, 23. 8 and 37. 0 GHz, respectively

5　结果与讨论

频率 18. 7 GHz 信号的交叉极化电平为 −32. 6 dB,副瓣电平 −30 dB;23. 8 GHz 的交叉极化电平为 −31. 6 dB,副瓣电平 −30 dB,37. 0 GHz 的交叉极化电平分别为 −25 dB,副瓣电平 −30 dB. 驻波比小于 1. 6 条件下,18. 7 GHz 频段水平极化信号的工作带宽从 18. 53～19. 15 GHz,为 500 MHz;垂直极化信号的工作带宽从 18. 53～19. 00 GHz,为 370 MHz;23. 8 GHz 频率处水平极化信号的工作频带宽带达从 23. 55～24. 03 GHz,370 MHz;垂直极化信号 23. 63～23. 93 GHz,为 300 MHz;37. 0 GHz 频率双极化信号工作带宽从 36. 8～37. 2 GHz. 各信号通道之间的隔离度大于 40 dB,工作频段内插入损耗均小于 −1 dB. 与神舟飞船遥感器天线子系统相比,该馈源系统在交叉极化电平,副瓣电平驻波比,隔离度等参数均达到了指标要求.

(下转第 298 页)

帧同步算法. 该算法在帧捕获阶段,直接计算接收信号硬判决后满足校验方程的比例,实现复杂度低;在帧跟踪阶段,利用LDPC码的译码信息提高帧同步的跟踪性能. 通过计算机仿真得到,基于LDPC码约束的帧捕获算法可以在无需插入帧头序列的情况下,在中高信噪比下可以达到较好的捕获性能;基于LDPC码辅助的帧跟踪算法利用可靠的译码信息,在极低信噪比下的检测性能明显优于基于导频的帧同步算法,可用于对帧同步的可靠跟踪.

参考文献:

[1] Casini E, Gaudenzi R D, Ginesi A. DVB-S2 modem algorithms design and performance over typical satellite channels [J]. International Journal of Satellite Communications and Networking, 2004,22(3):281-318.

[2] Massey J. Optimum frame synchronization [J]. IEEE Transactions on Communications, 1972,20(2):115-119.

[3] Dong U L, Hyungjin K, Jones C R, et al. Pilotless frame synchronization via LDPC code constraint feedback[J]. IEEE Communications Letters, 2007,11(8):683-685.

[4] Lee D U, Kim H, Jones C R, et al. Pilotless frame synchronization for LDPC-coded transmission systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008,56(7):2865-2874.

[5] Matsumoto W, Imai H. Blind synchronization with enhanced sum-product algorithm for low-density parity-check codes[C]// International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications. Honolulu, HI, USA: IEEE, 2002:966-970.

[6] Wymeersch H, Moeneclaey M. ML frame synchronization for turbo and LDPC codes[C]// Proc. Int. Symp. DSP and Communications Systems. Gold Coast Austrilia: IEEE, 2003:15-22.

(责任编辑:刘芳)

(上接第293页)

5 结论

本文主要由环加载波纹喇叭馈源、超宽带正交模耦合器及毫米波多工器组成馈电网络证明是可行的,能有效分离出多极化和多频率的信号. 新型结构正交模耦合器克服传统正交模耦合器窄带宽的缺点,且结构简单,易于加工,便于工程应用,多工器的设计理念则提供频率分离的一种方案. 系统采用先极化分离,再频率分离的方案不仅能增加信道容量,更可以简化馈源数量,有效节省空间体积和重量,对航天器天线来说具有重要意义. 经仿真验证,该性能优良,可广泛应用于其他星载天线任务.

参考文献:

[1] 王宏建,刘和光. 海洋二号微波定标辐射计天线子系统[J]. 电波科学学报,2009,24(6):1167-1171.
Wang Hongjian, Liu Heguang. Antenna subsystem of Haiyang-2 microwave cali-bration radiometer[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2009,24(6):1167-1171. (in Chinese)

[2] 魏文元,宫德明,陈必森. 天线原理[M]. 北京:国防工业出版社,1985.
Wei Wenyuan, Gong Deming, Chen Bisen. Antenna theory[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 1985. (in Chinese)

[3] James Grame L. TE11-to-HE11 mode converters for small angle corrugated horns[J]. IEEE Transaction on Antennas and Propagation, 1982,30(6):1057-1062.

[4] Abdelwahed Tribak, Cano Juan L, Angel Mediavilla. Octave bandwidth compact turnstile based orthomode transducer[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2010,20(10):539-541.

[5] 叶云裳. 神州飞船多模态微波遥感器天线子系统电设计[J]. 遥感技术与应用,2005,20(1):94-100.
Ye Yunshang. Multi-mode microwave remote sensing antenna subsystem on Shenzhou satellites[J]. Remote Sensing Technology and Application, 2005,20(1):94-100. (in Chinese)

[6] 甘本祓,吴万春. 现代微波滤波器的结构与设计[M]. 北京:科学出版社,1972.
Gan Benfu, Wu Wanchun. Design and structure of modern microwave filter[M]. Beijing: Science Press, 1972. (in Chinese)

[7] Marcuvitz N. Waveguide handbook[M]. New York: Peter Peregrinus, 1986.

[8] 沈显照,王群杰,肯诺. 一种高通滤波器的优化设计[J]. 火控雷达技术,2011,40 (4):70-73.
Shen Xianzhao, Wang Qunjie, Ken Nuo. An optimization design of a wav-eguide high-pass filter[J]. Fire Control Radar Technology, 2011,40(4):70-73. (in Chinese)

(责任编辑:刘芳)